

Boost PFC 变换器快时标分岔的控制方法

郑连清¹, 鲁思男²

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044; 2. 重庆市电力公司, 重庆 400039)

摘要: 基于对峰值电流型 Boost 功率因数校正(PFC)变换器的离散建模, 得到变换器电感电流的频闪映射图, 并利用相轨迹更好地揭示了输入电压和电感电流稳定性的关系。为了避免分岔, 使变换器稳定工作在单周期态, 分别采用参数微扰法和双积分滑模法进行分岔控制。仿真结果表明, 与参数微扰法相比, 双积分滑模法不需要施加外部扰动, 具有更好的鲁棒性, 能有效地避免因输入电压变化所产生的分岔现象, 还弥补了参数微扰法在快时标分岔控制效果中的不足, 并获得更高的功率因数。

关键词: 变换器; 功率因数校正; 快时标; 分岔; 参数微扰; 双积分滑模

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.10.012

0 引言

由于开关器件自身的特性和反馈控制环节的引入, Boost 功率因数校正(PFC)变换器成为一种强非线性系统^[1]。近年来, 国内外学者采用非线性动力学对 Boost PFC 变换器进行了研究并取得了一些成果^[1-6]。已有的研究发现随着 PFC 变换器中某些参数的变化, 系统会产生快时标(fast-scale)下的不稳定现象, 即在开关频率附近发生分岔, 这些分岔现象的存在会严重影响 PFC 变换器的工作性能。斜坡补偿法是最常用的方法, 但其应用存在经验设计行为, 若补偿强度设计不当, 便会过度补偿现象的发生, 使变换器的功率因数急剧下降。利用参数微扰法设计的斜坡补偿强度^[7-9], 由变换器中的主要参数(输出电压、开关周期和电感值)决定, 不仅避免了过度补偿, 而且在控制快时标分岔的同时维持了较高的功率因数, 不过此方法仍然存在一些不足之处。

随着功率变换器控制技术的快速发展, 利用智能控制技术来完成变换器的分岔控制成为可能, 本文借鉴近几年来国内外滑模控制的研究成果^[10-13], 采用双积分滑模对其分岔现象进行控制。仿真结果表明, 双积分滑模法很好地弥补了参数微扰法在快时标分岔控制中的不足, 得到了更好的控制效果。此外, 双积分滑模控制通过增加控制器的阶数改善了系统的稳态误差, 并降低了滑模控制中的抖振现象, 同时获得了更高的功率因数。

1 频闪映射建模及分岔现象

图 1 为峰值电流型 Boost PFC 变换器的电路。

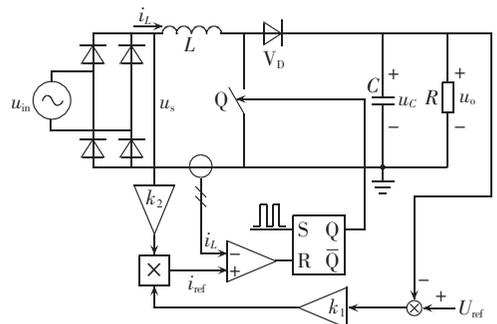


图 1 峰值电流型 Boost PFC 变换器电路图

Fig.1 Circuit of Boost PFC converter in peak-current control mode

图中, u_m 为输入的工频电压, u_s 为整流后的电压, i_L 为电感电流, u_C 为电容两端的电压, u_o 为输出电压, U_{ref} 为参考电压, i_{ref} 为参考电流, k_1 、 k_2 为控制增益参数。

该变换器工作在连续模式, 在第 n 个开关周期内, 输入电压 u_{sn} 为: $U_m |\sin(n\omega T)| \sim U_m |\sin[(n+1)\omega T]|$ 。其中, U_m 为输入电压的峰值, $\omega = 100\pi$, T 为开关周期。由于开关频率远远大于电源频率, 可以近似认为一个开关周期内输入电压不变, 记 $p = |\sin(n\omega T)|$, $p \in [0, 1]$ 。

定义状态向量 $\mathbf{x} = [i_L \ u_C]^T = [x_1 \ x_2]^T$, 则有:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{cases} f_1(\mathbf{x}) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 u_{sn} & Q \text{ 导通} \\ f_2(\mathbf{x}) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 u_{sn} & Q \text{ 关断} \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(RC) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/(RC) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -1/L \\ 0 \end{bmatrix}, \quad u_{sn} = U_m p$$

开关条件所对应的切换平面为:

$$h(\mathbf{x}, t) = i_{ref} - i_L = k_1 k_2 p U_m (U_{ref} - x_2) - x_1$$

频闪映射的示意图如图 2 所示, 设 \mathbf{x}_n 为初始状态, 在 t_{dn} 时刻到达切换面 $h(\mathbf{x}, t) = 0$, 此时占空比为 d_n 。

收稿日期: 2012-12-17; 修回日期: 2013-08-12

基金项目: 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目(2007DA10512711205)

Project supported by the Independent Research Project of State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, China(2007DA10512711205)

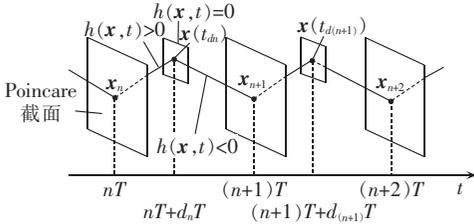


图 2 频闪映射示意图

Fig.2 Schematic diagram of stroboscopic mapping

当 $nT < t \leq t_{dn}$ 时,有:

$$\mathbf{x} = \phi_1(\mathbf{x}_n, t - nT) = \phi_1(t - nT)\mathbf{x}_n + \int_0^{t-nT} \phi_1(\tau)\mathbf{B}_1 u_{sn} d\tau \quad (1)$$

当 $t_{dn} < t \leq (n+1)T$ 时,有:

$$\mathbf{x} = \phi_2(\mathbf{x}(t_{dn}), t - t_{dn}) = \phi_2(t - t_{dn})\mathbf{x}(t_{dn}) + \int_0^{t-t_{dn}} \phi_2(\tau)\mathbf{B}_2 u_{sn} d\tau \quad (2)$$

其中, $\phi_i(\tau) = \exp(\mathbf{A}_i \tau); i = 1, 2$ 。

联立式(1)和式(2)可解出 \mathbf{x}_n 和 \mathbf{x}_{n+1} 的数学关系:

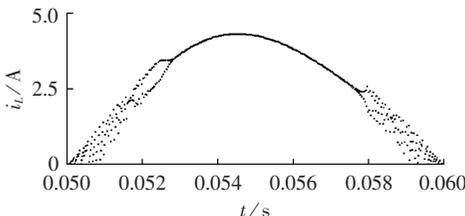
$$\mathbf{x}_{n+1} = \varphi_2(\varphi_2(\mathbf{x}_n, d_n T), T - d_n T)$$

再加上切换面满足的条件:

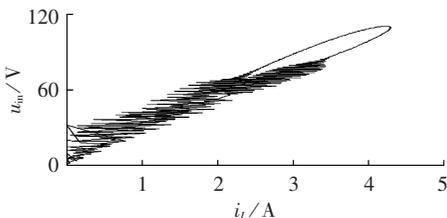
$$h(\mathbf{x}(t_{dn}), t_{dn}) = 0$$

就得到了 Boost PFC 变换器的离散迭代映射模型。

图 3(a)为电感电流在 $t \in [0.05, 0.06]$ s 内的频闪采样波形,图 3(b)为输入电压和电感电流的相轨迹。对比观察两图可以看到,随着输入电压的增大,电感电流从混沌态变为二周期态,在 0.0528 s 处进入单周期态,然后在 0.0578 s 处再次进入二周期态,最后发生边界碰撞分岔以非光滑的方式直接变为混沌态。



(a) 电感电流 i_L 的频闪采样

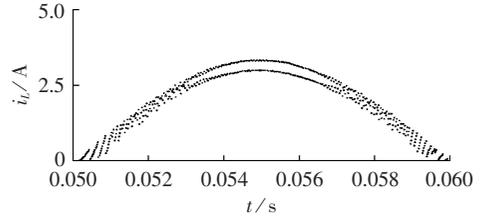


(b) 输入电压和电感电流的相轨迹

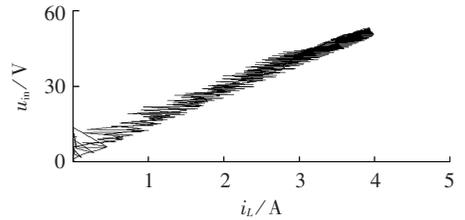
图 3 电感电流的分岔现象

Fig.3 Bifurcation of inductor current

降低输入电压,给出此时的电感电流频闪采样图,如图 4 所示。在整个 1/2 个工频周期内电感电流都处于快时标不稳定状态,THD 值明显增大。



(a) 电感电流 i_L 的频闪采样



(b) 输入电压和电感电流的相轨迹

图 4 降低输入电压后电感电流的分岔现象

Fig.4 Bifurcation of inductor current when u_m decreases

2 参数微扰控制

选取变换器的参考电流 i_{ref} 为补偿信号,其斜坡补偿的原理如图 5 所示。

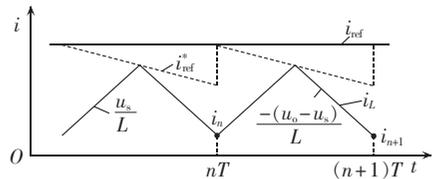


图 5 斜坡补偿原理图

Fig.5 Principle of ramp compensation

在一个开关周期内,即从 $t = nT$ 到 $t = (n+1)T$,开关导通,电感电流上升,直到等于 i_{ref}^* ,开关断开,电感电流下降,令 i_n 和 i_{n+1} 分别为 $t = nT$ 和 $t = (n+1)T$ 时刻的电感电流,可以得到 i_n 和 i_{n+1} 的表达式:

$$\begin{cases} \frac{i_{ref}^* - i_n}{dT} = \frac{U_m |\sin(\omega t)|}{L} \\ \frac{i_{ref}^* - i_{n+1}}{(1-d)T} = \frac{u_o - U_m |\sin(\omega t)|}{L} \end{cases} \quad (3)$$

其中, $i_{ref}^* = i_{ref} - U_{ramp}(t) = I_m |\sin(\omega t)| - U_{ramp}(t)$, I_m 为电感电流参考值的峰值, U_{ramp} 是斜率为 k 的斜坡补偿信号。考虑开关切换时的状态, $t = nT + dT$, 并加入微扰量后,式(3)变为:

$$\begin{cases} \left\{ I_m |\sin[\omega nT + \omega(d + \Delta d)T]| - U_{ramp}[nT + (d + \Delta d)T] - (i_n + \Delta i_n) \right\} / [(d + \Delta d)T] = \frac{U_m |\sin[\omega nT + \omega(d + \Delta d)T]|}{L} \\ \left\{ I_m |\sin[\omega nT + \omega(d + \Delta d)T]| - U_{ramp}[nT + (d + \Delta d)T] - (i_{n+1} + \Delta i_{n+1}) \right\} \div \left\{ [1 - (d + \Delta d)] \right\} T = \frac{\{ u_o - U_m |\sin[\omega nT + \omega(d + \Delta d)T]| \}}{L} \end{cases}$$

将上式分解、整理合并,并保留其中一阶微扰量得:

$$\begin{cases} I_m \omega' T \cos \theta' \Delta d - k T \Delta d - \Delta i_n = \\ \frac{U_m T}{L} (\sin \theta' + \omega' d T \cos \theta') \Delta d \\ I_m \omega' T \cos \theta' \Delta d - k T \Delta d - \Delta i_{n+1} = -\frac{u_0 \Delta d T}{L} - \\ \frac{U_m T \Delta d}{L} [-\sin \theta' + \omega' d T \cos \theta' (1-d)] \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\theta = \omega' t$, $\theta' \in [0, \pi]$ 。由式(4)可以得到微扰量 Δi_{n+1} 与 Δi_n 之间的迭代关系:

$$\begin{aligned} \Delta i_{n+1} = & \left[I_m \omega' T \cos \theta' - k + \frac{u_0}{L} - \right. \\ & \left. \frac{U_m}{L} [\sin \theta' + \omega' (d-1) T \cos \theta'] \right] \Delta i_n \div \\ & [I_m \omega' T \cos \theta' - k - \frac{U_m}{L} (\sin \theta' + \omega' d T \cos \theta')] \end{aligned}$$

很明显地可以看到特征根为:

$$\begin{aligned} \lambda = & \left[I_m \omega' T \cos \theta' - k + \frac{u_0}{L} - \right. \\ & \left. \frac{U_m}{L} [\sin \theta' + \omega' (d-1) T \cos \theta'] \right] \div \\ & \left[I_m \omega' T \cos \theta' - k - \frac{U_m}{L} (\sin \theta' + \omega' d T \cos \theta') \right] \end{aligned} \quad (5)$$

由非线性动力学理论可知,当 λ 位于复平面的单位圆时,变换器处于稳态,当 λ 沿着负实轴方向穿越单位圆时,便会发生倍周期分岔,所以 $\lambda = -1$ 是倍周期分岔的临界值,此外,输入、输出电压满足关系式 $\frac{1}{1-d} = \frac{u_0}{u_s}$,把这 2 个关系式同时代入式(5)中可以得到:

$$\begin{aligned} 2I_m \omega' T \cos \theta' - 2k + \frac{u_0}{L} - \\ \frac{U_m}{L} \left\{ 2 \sin \theta' + \omega' T \left[2 \left(1 - \frac{u_0}{u_s} \right) - 1 \right] \cos \theta' \right\} = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

再根据功率平衡 $\frac{U_m I_m}{2} = \frac{u_0^2}{R}$,代入式(6)中,可以得到斜坡补偿的斜率表达式为:

$$\begin{aligned} k = & \frac{2\omega' u_0^2}{R U_m} \cos \theta' + \frac{u_0}{2L} - \\ & \frac{U_m}{L} \left[\sin \theta' + \omega' T \left(\frac{1}{2} - \frac{U_m \sin \theta'}{u_0} \right) \cos \theta' \right] \end{aligned} \quad (7)$$

为了让变换器在这个工频周期内都保持稳态运行,令临界状态下的相角等于 0,式(7)可以化简为:

$$k = \frac{2\omega' u_0^2}{R U_m} + \frac{u_0}{2L} - \frac{\omega' T U_m}{2L}$$

斜坡补偿信号的幅值为:

$$A = T k = \frac{2\omega' u_0^2 T}{R U_m} + \frac{u_0 T}{2L} - \frac{\omega' T^2 U_m}{2L}$$

经计算得出补偿信号的幅值 $A = 1.124$ 。

3 双积分滑模控制

3.1 控制器的设计

双积分滑模控制的 Boost PFC 变换器原理如图 6 所示。

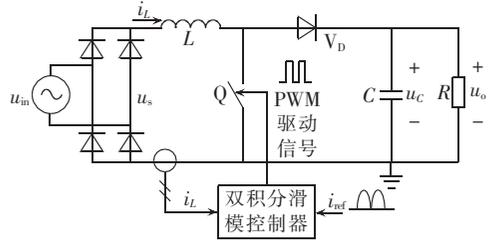


图 6 双积分滑模控制的 Boost PFC 变换器电路图
Fig.6 Circuit of Boost PFC converter with double integral sliding mode control

此控制器采用电流误差 x_1 、电流误差的积分 x_2 和其双重积分 x_3 作为变量。状态变量定义如下:

$$x_1 = i_{ref} - i_L, \quad x_2 = \int x_1 dt, \quad x_3 = \iint x_1 dt dt \quad (8)$$

令控制信号 u 为 1 或 0, $u=1$ 表示开关导通, $u=0$ 表示开关断开。滑模面定义为:

$$S = ax_1 + bx_2 + cx_3$$

其中, a, b, c 是滑模系数。 S 的一阶导数为:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= ax_1 + bx_2 + cx_3 \\ \dot{x}_1 &= \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{1}{L} (u_s - \bar{u}u_0) \\ \dot{x}_2 &= x_1, \quad \dot{x}_3 = x_2 \end{aligned}$$

其中, $\bar{u} = 1 - u$ 。鉴于滑模控制的不变性,有 $S=0$ 和 $\dot{S}=0$,因此有:

$$\begin{aligned} S &= ax_1 + bx_2 + cx_3 = 0 \\ \dot{S} &= ax_1 + bx_2 + cx_3 = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

等效控制^[14]中,用一个连续信号 \bar{u}_{eq} 来代替离散信号 \bar{u} ,其中 $0 < \bar{u}_{eq} < 1$ 。

把式(8)代入式(9)中可得:

$$a \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{a}{L} (u_s - \bar{u}_{eq} u_0) + bx_1 + cx_2 = 0 \quad (10)$$

解式(10)可得:

$$\bar{u}_{eq} = \frac{1}{u_0} \left[-\frac{L di_{ref}}{dt} + u_s - L \alpha x_1 - L \beta x_2 \right] \quad (11)$$

其中, $\alpha = \frac{b}{a}$, $\beta = \frac{c}{a}$ 。式(11)即为 Boost PFC 变换器的通用控制律。

由李雅普诺夫稳定性分析确定滑动模态存在条件。定义李雅普诺夫函数为 $V = \frac{1}{2} S^2$,要使系统运行在滑动模态,必须满足: $\lim_{s \rightarrow 0} \dot{V} = \dot{S} S < 0$ ^[15-16]。

当 $S > 0$ ($u=1, \bar{u}=0$), $\dot{S} < 0$ 时有:

$$a \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{a}{L} u_s + bx_1 + cx_2 < 0 \quad (12)$$

当 $S < 0 (u=0, \bar{u}=1), \dot{S} > 0$ 时有:

$$a \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{a}{L} (u_s - u_o) + bx_1 + cx_2 > 0 \quad (13)$$

合并式(12)和式(13),可以得到:

$$-\frac{di_{ref}}{dt} + \frac{1}{L} (u_s - u_o) < \alpha x_1 + \beta x_2 < -\frac{di_{ref}}{dt} + \frac{1}{L} u_s$$

上式即为系统滑动模态存在的条件。

3.2 滑模系数的选择

把式(11)变形为:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} + \alpha(i_{ref} - i_L) + \beta \int (i_{ref} - i_L) dt \quad (14)$$

再把式(14)转化为频域表示:

$$s i_L = s i_{ref} + (i_{ref} - i_L)(\alpha + \beta/s) \quad (15)$$

图 7 给出了式(13)的传递函数框图。

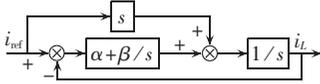


图 7 双积分滑模控制的电流环框图

Fig.7 Block diagram of current loop under double integral sliding mode control

选取 52° 的相角裕度设计补偿环节,利用 MATLAB 绘出其伯德图(图 8 所示),同时考虑滑动模态的存在条件,最后确定 $\alpha = 2 \times 10^5, \beta = 4 \times 10^8$ 。

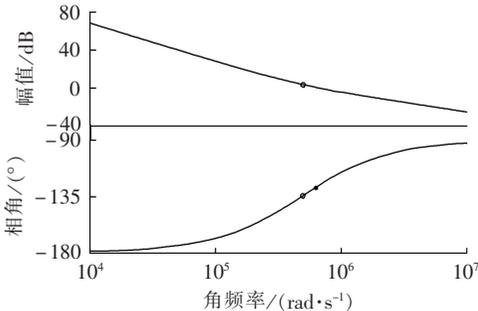


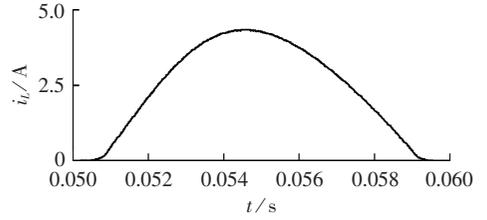
图 8 双积分滑模控制的电流环伯德图

Fig.8 Bode diagram of current loop under double integral sliding mode control

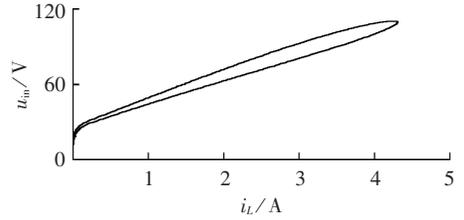
4 仿真结果比较

采用参数微扰控制时,Boost PFC 变换器的电感电流波形、输入电压和电感电流的相轨迹见图 9。

观察图 9(a)可以看到,在整个 1/2 个工频周期内电感电流都没有出现分岔现象,但在 0.05 s 和 0.06 s 附近出现了过零死区。从图 9(b)中明显地观察到电感电流的中心偏移现象,即一个电感电流值对应了 2 个输入电压值。若补偿后的电感电流为标准的正弦形,会以 0.055 s 为中心线左右完全对称,即出现一个电感电流值对应一个输入电压值的线性



(a) i_L 频闪采样图



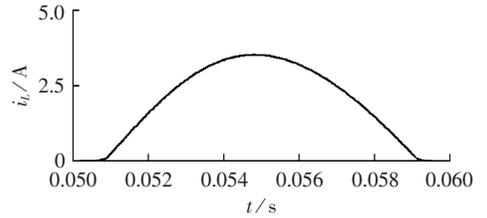
(b) 输入电压和电感电流的相轨迹

图 9 参数微扰控制的效果

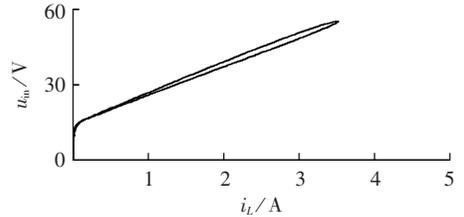
Fig.9 Performance of small parametric perturbation control

关系。过零死区和中心偏移现象都影响了补偿效果,此时的 THD 值为 15%。

降低输入电压后,补偿效果如图 10 所示。过零死区和中心偏移现象仍然存在,而且电感电流也随着输入电压的降低而降低。



(a) i_L 频闪采样图



(b) 输入电压和电感电流的相轨迹

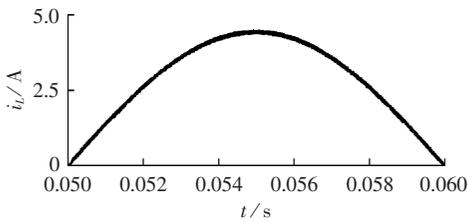
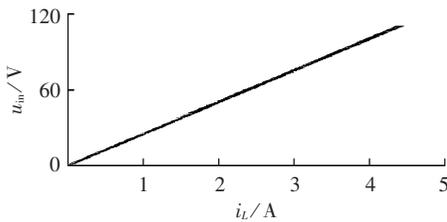
图 10 降低输入电压后参数微扰控制的效果

Fig.10 Performance of small parametric perturbation control when u_m decreases

采用双积分滑模控制时,控制效果如图 11 所示。此时的电感电流在整个 1/2 个工频周期内没有分岔现象,也没有出现过零死区和中心偏移现象。经过 FFT 分析,THD 值为 0.6%。

降低输入电压,图 12 中给出了仿真结果。从图 12 中看到,即使降低输入电压,电感电流仍然没有降低,控制性能较好。

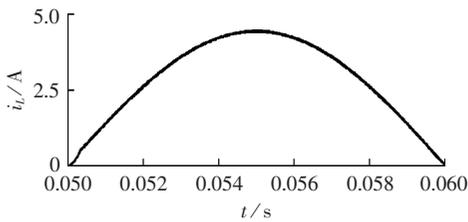
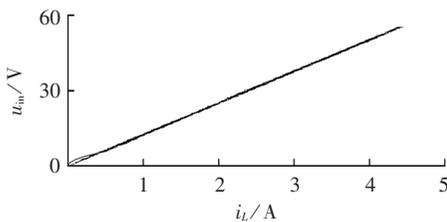
表 1 对参数微扰法和双积分滑模法的性能进行了对比。表中,功率因数 $PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cos \varphi, \cos \varphi$

(a) i_L 频闪采样图

(b) 输入电压和电感电流的相轨迹

图 11 双积分滑模控制的效果

Fig.11 Performance of double integral sliding mode control

(a) i_L 频闪采样图

(b) 输入电压和电感电流的相轨迹

图 12 降低输入电压后双积分滑模控制的效果

Fig.12 Performance of double integral sliding mode control when u_m decreases

表 1 2 种控制方法的性能对比

Tab.1 Performance comparison of two control methods

输入电流 FFT 分析	参数微扰法		双积分滑模法	
	$U_m=110\text{ V}$	$U_m=65\text{ V}$	$U_m=110\text{ V}$	$U_m=65\text{ V}$
THD%	15.02	17.45	0.61	0.73
$\cos \varphi$	0.9991	0.9990	1	1
PF	0.9879	0.9832	0.9999	0.9998

为位移因数。

5 结论

本文基于频闪映射法建立了峰值电流型 Boost PFC 变换器离散迭代映射,利用频闪采样和相轨迹图分析了随着输入电压的减小,系统发生倍周期分岔,最后进入混沌态。然后采用参数微扰法和双积分滑模法对 Boost PFC 变换器进行了分岔控制。仿真结果表明,参数微扰法虽然有效地避免了变换器快

时标分岔现象并提供了一般性的斜坡补偿强度计算公式,但存在过零死区和中心偏移;双积分滑模法在不同参数条件下有效避免分岔现象的同时,弥补了参数微扰法在分岔控制中的不足之处,并使 Boost PFC 变换器获得了 0.99 的高功率因数。双积分滑模控制法在分岔控制中具有以下特点:

- a. 不需要改变系统参数或施加外部扰动;
- b. 使 Boost PFC 变换器获得较高的功率因数;
- c. 具有很强的鲁棒性。

该方法的诸多特点,保证了 Boost PFC 变换器在不同参数条件下运行的稳定性和可靠性。

参考文献:

- [1] 马西奎,李明,戴栋,等. 电路电子与系统中的复杂行为研究综述[J]. 电工技术学报,2006,21(12):1-16.
MA Xikui,LI Ming,DAI Dong,et al. Reviews of research on complex behavior of power electronic circuits and systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(12):1-16.
- [2] 皱建龙,马西奎. 功率因数校正 Boost 变换器中快时标分岔的实验研究[J]. 中国电机工程学报,2008,28(12):38-43.
ZOU Jianlong,MA Xikui. Experimental study of fast-scale bifurcations in PFC Boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2008,28(12):38-43.
- [3] 皱建龙,马西奎,杨宇. 功率因数校正 Boost 变换器中慢时标分岔的影响因素分析与分岔控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(3):1-7.
ZOU Jianlong,MA Xikui,YANG Yu. Influencing factors to slow-scale bifurcation in PFC Boost converters and bifurcation control [J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(3):1-7.
- [4] CHI K T,DRANGA O,HERBERT H C I. Bifurcation analysis of a power-factor-correction Boost converter:unconverging fast-scale instability [C] // Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems,ISCAS'03. [S.l.]:IEEE,2003:312-315.
- [5] WU Xiaoqun,TSE C K,DRANGA O,et al. Fast-scale instability of single-stage power-factor-correction power supplies[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems,2006,53(1):204-213.
- [6] ZHANG Hao,MA Xikui,XUE Bianling,et al. Study of intermittent bifurcations and chaos in Boost PFC converters by nonlinear discrete models[J]. Chaos,Solitons and Fractals,2005,23(2):431-444.
- [7] ZHOU Yufei,HUANG Jiacheng,WANG Shibing,et al. Principle of designing slope compensation in PFC Boost converter [J]. Science in China Series F:Information Sciences,2009,52(11):2226-2233.
- [8] ZHOU Yufei,JIANG Xuedong,CHEN Junning. Analysis of complex intermittency in Boost converter from a bifurcation control viewpoint[J]. Science in China Series F:Information Sciences, 2008,51(12):2135-2149.
- [9] TSE C K,LAI Y M. Controlling bifurcation in power electronics;a conventional practice revisited[J]. Latin American Applied Research,2001,31(3):177-184.

- [10] TAN S C, LAI Y M, TSE C K, et al. Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(2): 600-611.
- [11] REVATHY R, SENTHIL K N. Design and evaluation of robust controller for AC to DC Boost converter [C] // International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology. Tamilnadu, India: IEEE, 2011: 405-410.
- [12] PAN Pinglung, CHERN Tzuenli, KUANG Jaohwa. Sliding mode control for PWM single phase Boost power factor correction [C] // 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Taichung, China: IEEE, 2010: 1247-1252.
- [13] SHTESSEL Y, BAEV S, BIGLARI H. Unity power control in three-phase AC/DC Boost converter using sliding modes [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(11): 3874-3882.
- [14] CHU G, TAN S C, TSE C K, et al. General control for Boost PFC converter from a sliding mode viewpoint [C] // 39th IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC 08). Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 4452-4456.
- [15] HARIRCHI F, RAHMATI A, ABRISHAMIFAR A. Boost PFC converters with integral and double integral sliding mode control [C] // 19th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Tehran, Iran: IEEE, 2011: 1-6.
- [16] LI N, LINSHI X, JAAFAR A, et al. Integral sliding mode controllers for SEPIC converters [C] // Proceedings of the 29th Chinese Control Conference. Beijing, China: IEEE, 2010: 564-569.

作者简介:

郑连清(1964-),男,浙江金华人,教授,博士,研究方向为电力电子技术与应用(E-mail: lqzheng64@cqu.edu.cn);

鲁思男(1987-),男,重庆人,硕士研究生,研究方向为PFC变换器的混沌现象分析及控制。

Control of fast-scale bifurcation in Boost PFC converter

ZHENG Lianqing¹, LU Sinan²

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. Chongqing Municipal Power Corporation, Chongqing 400039, China)

Abstract: A discrete model of Boost PFC converter is built, the stroboscopic map of its inductor current is obtained and its phase-plane trajectory is applied to reveal the relationship between input voltage and inductor current stability. The small parametric perturbation method and the double integral sliding mode method are respectively adopted to avoid bifurcations. Simulative results show that, the later, with better robustness and higher power factor, does not need to exert external disturbance, effectively avoids the bifurcations caused by input voltage variation and has better fast-scale bifurcation control effect.

Key words: electric converters; power factor correction; fast-scale; bifurcation; small parametric perturbation; double integral sliding mode

(上接第 62 页 continued from page 62)

Load forecasting compatible with demand-side resources

ZENG Ming, LI Na, WANG Tao, OUYANG Shaojie, WANG Liang

(Research Advisory Center of Energy and Electricity Economics, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: A method of load forecasting is proposed, which is compatible with the demand-side resources. Its basic idea is "top-down load subdividing and reverse calculating" and its main steps are as follows: determine the forecasting area; classify power consumers; identify the demand-side resources of different consumers; quantitatively analyze the impact of demand-side resources of different consumers on the load; with the consideration of demand-side resources, calculate the maximum load of forecasting area through multi-level stacking technique. The load forecasting model considering the demand-side resources is built. Simulation is carried out for a 110 kV substation feeder and results show that, with the consideration of demand-side resources, the load forecasted for grid planning is much lower.

Key words: demand-side resource; electric load forecasting; grid planning; models